

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-38537

(43)公開日 平成6年(1994)2月10日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 2 M 7/48

識別記号

庁内整理番号

F 9181-5H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数1(全 5 頁)

(21)出願番号 特願平4-208432

(22)出願日 平成4年(1992)7月13日

(71)出願人 000004248

日本電気精器株式会社

東京都台東区上野1丁目10番12号

(72)発明者 小松崎 義浩

東京都台東区上野1丁目10番12号 日本電
気精器株式会社内

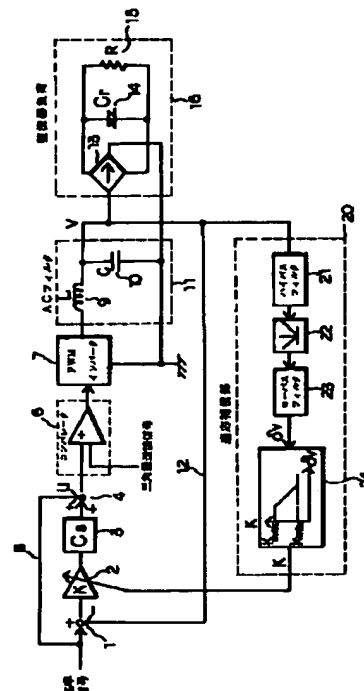
(74)代理人 弁理士 増田 竹夫

(54)【発明の名称】 可変ゲイン適応制御機能を備えたPWMインバータ

(57)【要約】

【目的】 PWMインバータの瞬時電圧制御系において、安定性を保ったまま整流器負荷時の歪率を改善する。

【構成】 PWMインバータの出力電圧をフィードバックさせた検出信号と基準信号を加算する加算器1、比例要素2、安定化補償器3、フィードフォワード・パス8を介して基準信号と安定化補償器3の出力信号を加算する加算器4、三角搬送波信号と加算器4の出力信号を比較するコンパレータ6、PWMインバータ7、ACフィルタ11を介してPWMインバータ7から電力を供給される整流器負荷16およびハイパス・フィルタ21、絶対値検出回路22、ローパス・フィルタ23、ゲイン計算部24より成る適応補償部20によって構成した。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 PWMインバータの出力回路から検出した電圧信号をフィードバックさせて基準信号と加算し、この加算信号を比例要素を介して安定化補償器に入力させ、この安定化補償器の出力信号をフィードフォワード・パスを介して供給される前記基準信号と加算し、さらに、この加算信号と搬送波信号をコンパレータにおいて比較制御し、このコンパレータの検出信号によって前記PWMインバータを制御するPWMインバータの出力電圧の瞬時制御系において、前記PWMインバータの出力電圧に含まれる搬送波成分を検出してこの検出値に対応するゲインを算出し、算出したゲインを前記比較要素にフィードバックさせてその出力信号のゲインを調整し、さらに、前記安定化補償器と前記コンパレータを介して前記比例要素からの出力信号によって前記PWMインバータを制御する制御信号のゲインを調整し、負荷モードに適応したゲインによってPWMインバータの出力電圧の瞬時制御を行うことを特徴とする可変ゲイン適応制御機能を備えたPWMインバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、UPS (Uninterruptible Power Supply) を構成するPWMインバータにおける出力電圧の瞬時制御系に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、PWMインバータの出力電圧を瞬時制御する方法は図2に示す通りであり、固定ゲイン制御であった。図2において、PWMインバータ7の出力回路から検出した電圧信号Vをフィードバックさせて加算器1に入力させ、基準信号と加算する。前記加算器1の出力信号は固定ゲインを備えた比例要素2'を介して安定化補償器3へ入力される。この安定化補償器3の出力信号はフィードフォワード・パス8を介して入力する前記基準信号uと加算器4において加算される。さらに、前記加算器4の出力信号は三角搬送波信号と共にコンパレータ6において比較制御される。このコンパレータ6の出力信号はPWMインバータ7を制御する制御信号となる。上述したように、従来における出力電圧の瞬時制御系は固定ゲインによって制御されており、また、PWMインバータから出力される出力電圧に含まれる搬送波成分は不要なものとして捨てられていた。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】PWMインバータにおいて出力電圧の瞬時制御系を構成する場合、定常ゲインは整流器負荷時の歪率の仕様から決められるが、この方法によるとゲインは過大になり易いので線形負荷時の安定性を阻害する欠点があった。逆に、線形負荷時の安定性からゲインを決めると、前記方法によるゲインよりも低くなるが、整流器負荷時における歪率は悪化する。こ

の発明は、上述した従来技術による欠点を解消するためになされたものであって、負荷の状態を同定し、それに応じたゲインを算出しながら制御を行う適応制御機能を備えたPWMインバータを提供することを目的とするものである。

【0004】

【課題を解決するための手段】上述した目的を達成するために、この発明による可変ゲイン適応制御機能を備えたPWMインバータは、比例要素、安定化補償器、コンパレータ、出力電圧のフィードバック回路等を備えたPWMインバータの出力電圧の瞬時制御系において、ハイパス・フィルタ、絶対値検出回路、ローパス・フィルタおよびゲイン計算部より成る適応補償部を介してPWMインバータの出力電圧に含まれている搬送波信号を検出し、この搬送波成分の大きさに対応したゲインを算出したうえで前記比例要素にフィードバックさせる。この結果、比例要素からの出力信号のゲインは可変となるで、この出力信号によってPWMインバータを制御する制御信号を負荷モードに適応したゲインに切り替えることができる。即ち、これまで不必要であった搬送波成分を積極的に利用したものである。

【0005】

【作用】整流器負荷16接続時のACフィルタ11と整流器負荷16の整流フィルタのキャパシタンス C_r の放電モード時の等価回路は図3(a)に、充電モード時の等価回路は図3(b)に示す通りである。前記等価回路より、放電モードの固有角周波数 ω_n と充電モードの固有角周波数 ω_{nch} は次式によって表わせる。

【0006】

【数1】

$$\omega_n = 1 / \sqrt{L \cdot C} \quad \cdots \cdots (1)$$

$$\omega_{nch} \simeq 1 / \sqrt{L \cdot C_r} \quad \cdots \cdots (2)$$

【0007】ここで、LはACフィルタのインダクタンス、CはACフィルタのキャパシタンス、また、 C_r は整流フィルタのキャパシタンスであり、 $C_r \gg C$ である。従って、(1)式と(2)式から明らかなように、 $\omega_n \gg \omega_{nch}$ となる。図6に示すボード線図のゲイン特性曲線より明らかなように、充電モードにおける応答は遅く、図4に示すように、電圧波形の歪率を悪化させている。この歪率を改善するためには、充電モードでのゲインを大きくし応答速度を上げなくてはならないが、ゲインが固定されている場合には放電モードでのゲインも上がり、高周波領域のゲインが大きくなるので安定性を損なう。今、図7に示すように、充電モードでは大きいゲインを保ち、放電モードでは小さいゲインになるようにすると、安定した制御特性と電圧波形の歪率を小さく

3

することができる。上述した2つのモードに対応してゲインを切り替えるためには放電モードと充電モードを検出しなければならない。図5から明らかなように、出力電圧の搬送波成分の大きさ δ_v は放電モードでは大きく、充電モードでは小さいので、この δ_v を検出することによって2つのモードを検出できる。搬送波角周波数を ω_{car} 、搬送波成分の振幅を δ_v とすると、次式で表わせる。

$$\delta_v = (\omega_n / \omega_{car})^2 \dots\dots (3)$$

従って、図1に示すように、搬送波成分を適応補償部20に設けたフィルタによって δ_v を検出し、その大きさに応じたゲインをゲイン計算部24において算出したうえで比例要素2にフィードバックさせ、その出力信号のゲインを可変とする。

【0008】

【実施例】以下、この発明の実施例を図面を参照しながら説明する。図1は、この発明による可変ゲイン適応制御機能を備えたPWMインバータの構成を示すブロック図である。図1において、PWMインバータ7の出力電圧Vはインダクタンス9とキャパシタンス10より成るACフィルタ11の出力側からフィードバックされ、加算器1において基準信号と合算される。前記加算器1の出力信号は比例要素2を介して安定化補償器3へ入力され、この出力信号はフィードフォワード・パス8を介して入力する前記基準信号uと共に加算器4において加算され、さらに、三角搬送波信号とコンパレータ6において比較される。このコンパレータ6の出力信号は、PWMインバータ7を制御する制御信号となる。

【0009】PWMインバータ7がその出力を供給する整流器負荷16は整流回路13、負荷抵抗15、整流フィルタのキャパシタンス14によって構成されており、この整流フィルタのキャパシタンス14の容量 C_r はACフィルタ11のキャパシタンス10の容量Cより相当に大きいものである。

【0010】前記ACフィルタ11の出力側におけるPWMインバータ7の出力電圧Vはフィードバックされて前記加算器1へ入力すると共に、ハイパス・フィルタ21、絶対値検出回路22、ローパス・フィルタ23およびゲイン計算部24より成る適応補償器20を介して比例要素2へ入力される。

【0011】PWMインバータ7の出力電圧Vに含まれている搬送波成分は前記適応補償器20におけるフィルタによって検出され、 δ_v としてゲイン計算部24に入力される。 δ_v が大きいときは放電モードであり、 δ_v が小さいときは充電モードであるので、その大きさに応じたゲインをゲイン計算部24において算出し、このゲインを比例要素2へフィードバックさせ、そのゲインを可変とする。図7は可変ゲインによる補償を行った場合のボード線図のゲイン特性曲線であり、放電モードのときは大きなゲインを保ち、放電モードのときは小さなゲ

4

インになるようにすると、安定性を保ったままで整流器負荷時の出力電圧波形の歪率を改善できる。図8と図9は、この発明の有効性をシュミレーションによって確認したものであり、図8は可変ゲインの場合を示し、図9は固定ゲインの場合を示しており、可変ゲインの場合の方が出力電圧の歪率が良いことがわかる。図8において、 $K_{min} = 2$ 、 $K_{max} = 20$ としてあり、ゲインが放電モード($K_{min} = 2$)から充電モード($K_{max} = 20$)に切り替わっていることがわかる。

【0012】

【発明の効果】以上、説明したように、この発明による可変ゲイン適応制御機能を備えたPWMインバータは、比例要素、安定化補償器、コンパレータ、出力電圧のフィードバック回路等を備えたPWMインバータの出力電圧の瞬時制御系において、前記PWMインバータの出力電圧に含まれる搬送波成分を検出し、この検出信号の大きさに応じたゲインを算出したうえで前記比例要素にフィードバックさせ、比例要素の出力信号のゲインを可変としたものである。即ち、これまで不必要であった搬送波成分を利用して負荷モードを検出し、さらに、搬送波成分の振幅に対応したゲインを算出してフィードバックさせ、整流器負荷時における安定性を悪化させることなしに出力電圧波形の歪率を改善できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明による実施例を示すブロック図。

【図2】従来技術におけるPWMインバータの瞬時制御系のブロック図。

【図3】放電モードと充電モードの等価回路図。

【図4】整流器負荷時の出力電圧の波形図。

【図5】搬送波信号の波形図。

【図6】固定ゲイン補償のボード線図のゲイン特性曲線。

【図7】可変ゲイン補償のボード線図のゲイン特性曲線。

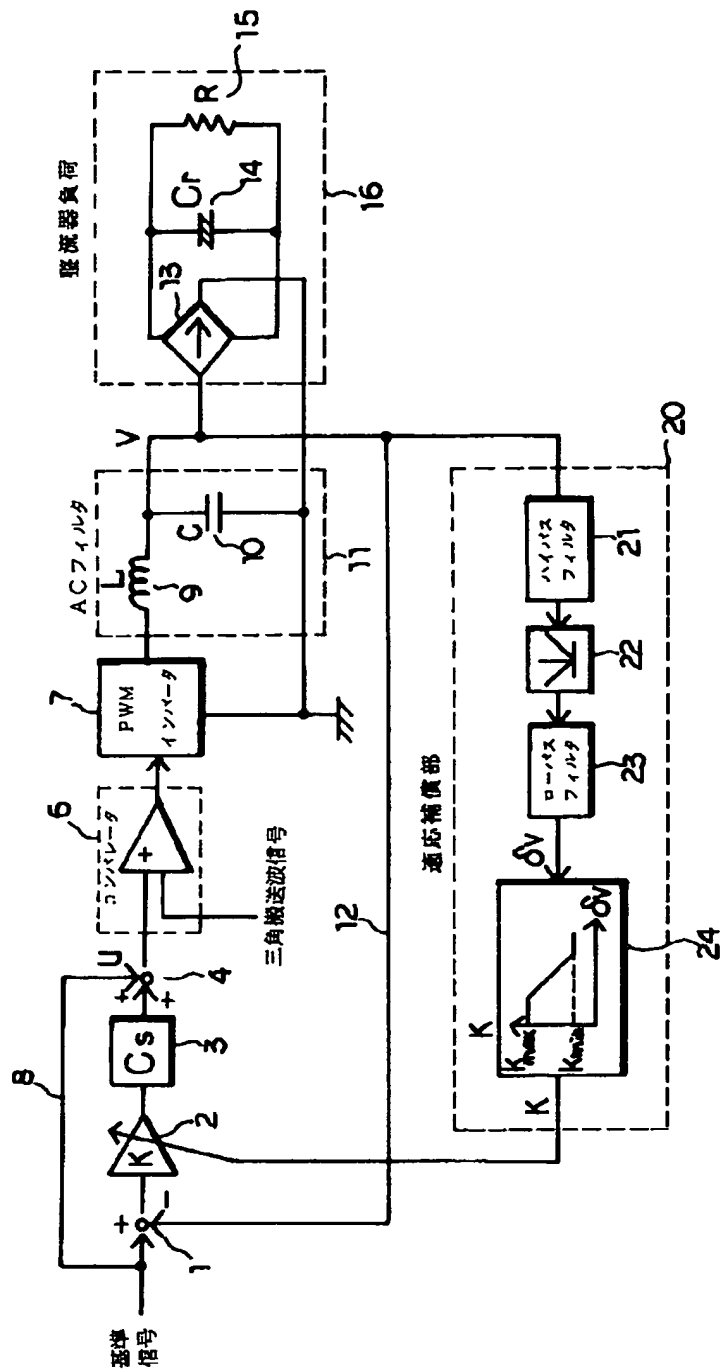
【図8】可変ゲイン補償時のシュミレーション。

【図9】固定ゲイン補償時のシュミレーション。

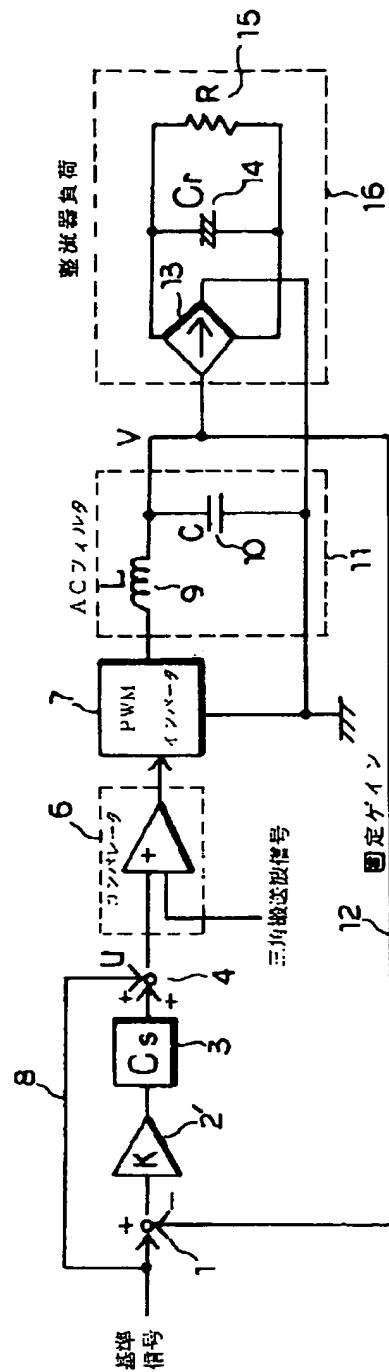
【符号の説明】

- 1、4 加算器
- 2 比例要素
- 3 安定化補償器
- 6 コンパレータ
- 7 PWMインバータ
- 11 ACフィルタ
- 16 整流器
- 20 適応補償部
- 21 ハイパス・フィルタ
- 22 絶対値検出回路
- 23 ローパス・フィルタ
- 24 ゲイン計算部

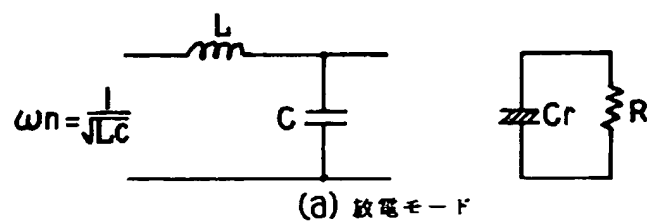
【図1】



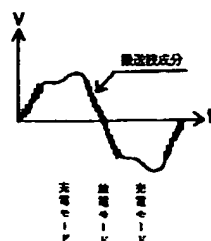
【図2】



【図3】



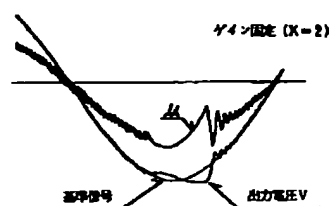
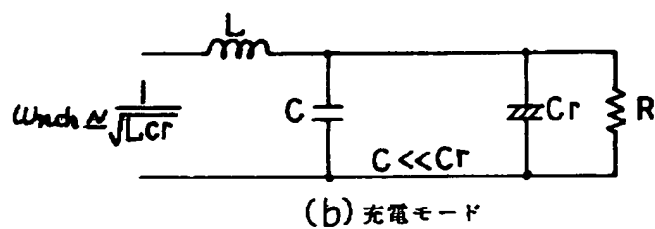
【図4】



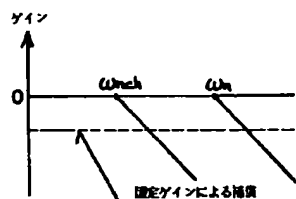
【図5】



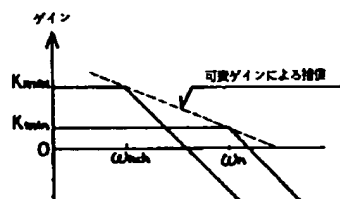
【図9】



【図6】



【図7】



【図8】

